

多接收子阵下特征波束的角度空间调制方法



王喜媛¹, 王 勇^{2*}

(1. 西安电子科技大学 信息科学研究中心, 西安 710071; 2. 西安电子科技大学 网络与信息安全学院, 西安 710071)

摘要 基于波束赋形的波束切换空间调制算法, 不仅可以提高频谱效率, 还可以利用天线阵列增益提高能量效率。该文利用信道响应构造统计平均的协方差矩阵, 构造正交特征向量作为阵列的加权矢量, 形成相互独立的多个等效传输信道, 利用波束赋形增益和分集增益提高无线通信的传输可靠性和传输能力。进一步采用天线子阵分组方法, 克服信道相关性带来的不利影响。性能分析和仿真结果表明, 特征波束角度空间调制方案可获得更多的波束组合数目, 会明显改善译码性能和频谱效率。

关键词 特征波束形成; 空间调制; 正交空时分组码; MIMO; 最大似然

中图分类号 TP391 **文献标志码** A **DOI** 10.12178/1001-0548.2023001

Angle Space Modulation Method for Eigen Beams with Multiple Receiving Subarrays

WANG Xiyuan¹ and WANG Yong^{2*}

(1. Information Science Research Center, Xidian University, Xi'an 710071, China; 2. School of Cyber Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract Based on beamforming beam switching spatial modulation algorithm, it can improve spectrum efficiency, and it also can use antenna array gain to enhance energy efficiency. In this paper, a statistical average covariance matrix is constructed by using channel response, and the orthogonal feature vectors are constructed as weighted vectors for array. It forms multiple independent equivalent transmission channels, utilizing beamforming gain and diversity gain to improve the transmission reliability and capacity of wireless communication. Furthermore, an antenna subarray grouping method is proposed to overcome the adverse effects of channel correlation. Both performance analysis and simulation results indicate that the feature beam angle spatial modulation scheme can obtain more beam combinations, significantly improve decoding performance and spectrum efficiency.

Key words eigen-beamforming; spatial modulation; orthogonal space-time block coding (OSTBC); multi-input multi-output; maximum likelihood

未来几年将出现激增的移动数据流量, 这可能会超过有限的频谱资源承载能力^[1], 并大幅增加功耗^[2]。空间调制 (Spatial Modulation, SM) 被认为是一种很有前景的数字调制技术, 它可以带来更高的频谱效率和能量效率, 且设计原理简单。文献 [3] 初步探索了 SM, 随后关于 SM 的研究工作开始呈爆炸式增长, 文献 [4-8] 系统介绍了 SM 概念和相关研究进展, 引起了研究人员的极大关注。SM 和空移键控^[9-10] (Space Shift Keying) 全新方案的出现引发了人们对数字调制更广泛的兴趣。这两种方

案根据待传输信息, 在有多根天线中选择一根天线发射信号, 其空间信息由选择的天线索引编号表示^[11-13]。为进一步提高频谱效率, 文献 [14-16] 提出了 SM 技术的不同变体其中包括 GSM^[14] (Generalized Spatial Modulation)、STBCSM^[15] (Space-Time Block Coded Spatial Modulation) 和正交空间调制 (Quadrature Spatial Modulation, QSM)^[16] 等。SM 技术在空域中的另一个引人注目的方向是基于可重构天线 (Reconfigurable Antenna) 的系统, 该系统控制发射天线周围射频反射镜的开/关状态,

收稿日期: 2023-01-06; 修回日期: 2023-11-09

基金项目: 国家重点研发计划 (2018YFB0804103); 陕西省重点研发计划 (2024GX-YBXM-103)

作者简介: 王喜媛, 博士, 主要从事信息技术方面的研究。

*通信作者 E-mail: wangyong@mail.xidian.edu.cn

并进一步改变辐射方向图以嵌入附加信息^[17]。特别地, 文献 [18] 引入波束角信道调制 (Beam Angle Channel Modulation, BACM) 方案在角度域中传输索引信息, 该方案将信息嵌入传输波束的波达方向 (Direction of Arrival, DoA) 中。随后, 进一步提出广义波束角信道调制 (Generalized-beam Angle Channel Modulation, G-BACM), 将空间符号映射为发送和到达的多个角度波束。但是, 目前有关空间调制的相关研究成果还没有充分挖掘空间信息特征, 缺乏将空间信道结构信息和分集增益相结合的有效手段。

基于上述讨论, 利用信道响应构造统计平均的协方差矩阵, 可以构造特征分解的正交特征向量作为阵列的加权矢量, 形成内积为零且相互独立的多个等效传输信道, 实现波束赋形增益和分集增益来提高无线通信的传输可靠性和传输能力。当传输信道存在一定相关性, 导致分集特性受损时, 采用天线子阵分组方案, 克服信道的不利影响。实验结果表明, 与其他方案相比, 本文提出的特征波束角度空间调制方案 (Eigen-beam Angle Spatial Modulation, E-BASM), 由于可获得更多的波束组合数目, 带宽效率和频谱效率会得到改善。当误比特率为 10^{-4} 时, 可节省信噪比不小于 7 dB。

1 特征波束赋形

设存在一个多发单收的传输系统, 发射机有 N_t 根发射天线, 接收机有 1 根接收天线。电磁波经过空间多径传播时, 分离为 L 条空间传播路径, 信道历经瑞利衰落。则信道衰落表示如下:

$$\mathbf{h} = \sum_{l=1}^L h_l \cdot \mathbf{a}(\theta_l) = \sum_{l=1}^L \alpha_l e^{j\varphi_l} \cdot \mathbf{a}(\theta_l) \quad (1)$$

式中, $\theta_l, l=1, 2, \dots, L$ 定义为波达方向; h_l 表示衰落因子; α_l 和 φ_l 是衰落的振幅和相位; $\mathbf{a}(\theta_l)$ 是下行波达方向角为 θ_l 的导向矢量。对于阵元间距半波长的均匀线阵:

$$\mathbf{a}(\theta_l) = [1, e^{j\pi \sin \theta_l}, e^{j2\pi \sin \theta_l}, \dots, e^{j(N_t-1)\pi \sin \theta_l}]^T \quad (2)$$

下行协方差矩阵可以表示为:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{h} \cdot \mathbf{h}^H] = \sum_{l=1}^L E|h_l|^2 \cdot \mathbf{a}(\theta_l) \cdot \mathbf{a}^H(\theta_l) \quad (3)$$

当信道为慢时变信道时, 协方差矩阵 \mathbf{R} 可以看作保持不变。工程中, 利用一段时间内阵列快拍的统计进行平均信道采样, 来近似计算协方差矩阵

\mathbf{R} 。由于协方差矩阵相对保持稳定, 减少了特征波束设计时的数据更新和计算代价。

因为 \mathbf{R} 是 Hermite 矩阵, 对其进行特征分解得到:

$$\mathbf{R} = \mathbf{V} \mathbf{D} \mathbf{V}^H \quad (4)$$

式中, 酉矩阵 $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \dots, \mathbf{v}_{N_t}] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ 是对应特征值按降序排列所构成的矩阵; $\mathbf{D} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{N_t})$ 中降序排列的对角线元素 $\lambda_n (1 \leq n \leq N_t)$ 为 \mathbf{R} 的特征值; \mathbf{V} 是正交矩阵, 矩阵中任意两个列矢量 \mathbf{v}_i 和 \mathbf{v}_j 是相互正交的, 即:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_i \mathbf{v}_j^H &= 0, \quad i \neq j \\ \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H &= 1, \quad i = j \end{aligned} \quad (5)$$

将这组正交的特征向量作为阵列的加权矢量, 通过这 N_t 个特征矢量对阵列进行加权后, 在空间形成了 N_t 个相互正交的特征波束, 最大并行承载 N_t 路发射信号, 即多波束传输。

等效信道的任意两元素之间的协方差为:

$$E[\mathbf{v}_i^H \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{v}_j] \quad (6)$$

因为 \mathbf{R} 近似为一个非时变的常数矩阵, \mathbf{v}_i 和 \mathbf{v}_j 是非随机的, 所以有:

$$\begin{aligned} E[\mathbf{v}_i^H \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{v}_j] &= \mathbf{v}_i^H E[\mathbf{h} \mathbf{h}^H] \mathbf{v}_j = \\ \mathbf{v}_i^H \mathbf{R} \mathbf{v}_j &= \begin{cases} 0, & i \neq j \\ \lambda_i, & i = j \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

证明了等效传输信道各元素之间是完全不相关的, 可获得满分集增益, 且功率为 $E[\mathbf{v}_i^H \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{v}_i] = \lambda_i$ 。

2 基于特征波束的 OSTBC 传输方案

2.1 波束选择

Alamouti 方案提出了空时分组码的正交设计准则, 对于双发射天线可以实现全速率传输。更高阶的空时分组码要想实现全速率传输, 目前常用的方法以牺牲正交性构造准正交空时分组码或采用星座旋转。全速率码不需要扩展带宽, 就可以保证传输质量和容量, 扩展更多发射天线数下的全速率编码方案显得更有意义。本文以 Alamouti 方案为例, 介绍 E-BASM 的实现过程。

假设发射机具有 N_t 根发射天线, 每个发送时隙内需要同时激活 K 个波束用于发送调制信号, 根据特征波束的原理, 共有 $\binom{N_t}{K}$ 种波束组合可供选择。因此, 将发射机输入的待发送信号分成两种类型的串行符号: 第一类为空间调制符号, 利用选择

的 K 个激活波束进行调制, 其索引编号为 (i_1, i_2, \dots, i_K) , 且 $i_1, i_2, \dots, i_K \in \{1, 2, \dots, N_t\}$, 对应的特征方向为 $(\theta_{i1}, \theta_{i2}, \dots, \theta_{iK})$ 。第二类为 K 个 QAM/PSK 调制符号, 根据空间调制符号选定的一组激活波束, 经过正交空时分组编码, 从 K 个特征波束发送。

假设空间调制阶数为 M_s , 其必须是 2 的整数次幂, 可知 $M_s \leq M = \binom{N_t}{K}$ 。进一步可知 $M_s = 2^{\lfloor \log_2 \left(\binom{N_t}{K} \right) \rfloor}$, $\lfloor \log_2 \left(\binom{N_t}{K} \right) \rfloor$ 为空间调制符号的比特数。当发射天线数 N_t 越大, 可供选择的特征波束就越多, 系统的选择自由度更大, 一次编码的比特数也越多, 相同时隙内承载的信息更丰富。

2.2 天线阵分组接收

接收机处的译码分成两个阶段。第一个阶段针对空间调制符号, 对接收波束到达方向进行预先训练。具体训练过程为: 当发射机采用某组特征波束发送 Alamouti 编码的 QAM/PSK 符号的波束索引为 (i_1, i_2) , 对应的波离方向角为 $(\theta_{i1}, \theta_{i2})$ 。此时接收机利用多天线技术进行接收波束的 DOA 方向估计, 得到对应的波达方向角 φ_{k1} 和 φ_{k2} , 使得波达方向角和发射方向角一一对应。每一组波达方向角都和 $\lfloor \log_2 \left(\binom{N_t}{K} \right) \rfloor$ 个比特的调制符号唯一对应。本文中, 方向估计采用空间谱估计类中的多重信号分类方法, 将阵列快拍数据的协方差矩阵进行特征分解, 从而得到与信号分量相对应的信号子空间和与信号分量相正交的噪声子空间, 然后利用这两个子空间的正交性来估计信号方向。

第二个阶段采用正交空时分组码和接收天线子阵分组的 ML 译码技术, 实现发送和译码 QAM/PSK 符号。假设接收机有 $2N_r$ 根接收天线, 平均分成两组, 如图 1 所示, 发射机到接收机的衰落信道为 \mathbf{H} (维数为 $2N_r \times N_t$)。其中矩阵元素是独立同分布具有零均值和单位方差的复高斯变量, 表示发射天线分别到达接收天线的衰落信道。

经过 Alamouti 编码后的待发送数据, 在两个连续的符号周期内分别从两根天线发射, 信号编码矩阵中行表示不同天线发送的数据, 列表示不同的发送时刻:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -(s_2)^* \\ s_2 & (s_1)^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

发射信号的协方差矩阵为:

$$E[\mathbf{S}(\mathbf{S})^H] = 2E_s \mathbf{I}_2 \quad (9)$$

式中, E_s 表示信号星座的总能量; \mathbf{I}_2 代表 2×2 的单位矩阵; $E[\cdot]$ 表示对变量取期望。

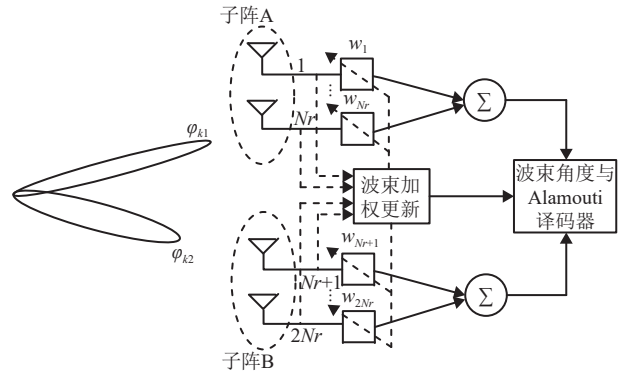


图 1 接收机天线分组接收框图

在两个连续符号周期内, 接收机的分组接收天线经过矢量加权后的接收信号为:

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [\mathbf{r}(nT) \quad \mathbf{r}((n+1)T)] = \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{t,1} s_1 & \mathbf{w}_{t,1} (-s_2)^* \\ \mathbf{w}_{t,2} s_2 & \mathbf{w}_{t,2} s_1^* \end{bmatrix} + \mathbf{N} = \\ & \begin{bmatrix} \mathbf{H} \mathbf{w}_{t,1} & \mathbf{H} \mathbf{w}_{t,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & -(s_2)^* \\ s_2 & (s_1)^* \end{bmatrix} + \mathbf{N} \end{aligned} \quad (10)$$

式中, \mathbf{N} 是复高斯噪声, 满足 $(0, \sigma^2)$; n 是离散时间序列; T 表示符号周期; $\mathbf{w}_{t,i}, i=1, 2$, 表示第 i 个发送波束使用的特征波束形成权。

对矩阵进行数学变换:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H} \mathbf{w}_{t,1} & \mathbf{H} \mathbf{w}_{t,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_A \\ \mathbf{H}_B \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中, \mathbf{H}_A 和 \mathbf{H}_B 分别表示 $N_r \times 2$ 矩阵。子阵 A 接收天线在连续两个符号周期内接收的信号为:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_A &= [\mathbf{r}_A(nT) \quad \mathbf{r}_A((n+1)T)] = \\ & \mathbf{H}_A \begin{bmatrix} s_1 & -(s_2)^* \\ s_2 & (s_1)^* \end{bmatrix} + \mathbf{N}_A = \\ & \mathbf{H}_A \mathbf{S} + \mathbf{N}_A \end{aligned} \quad (12)$$

子阵 A 经过波束形成后的等效信道为:

$$\mathbf{g}_A = \begin{bmatrix} g_{A,1} & g_{A,2} \end{bmatrix} = (\mathbf{w}_{r,A})^H \mathbf{H}_A \quad (13)$$

矩阵 $\mathbf{R}_s = E[\mathbf{H}_A \mathbf{S} \mathbf{H}_A^H \mathbf{S}^H] = 2E_s \mathbf{H}_A (\mathbf{H}_A)^H$ 的最大特征值对应的特征矢量是 $\mathbf{w}_{r,A}$ 。利用正交空时分组码构造原理, 其 MIMO 等效信道表示为:

$$\mathbf{G}_A = \begin{bmatrix} g_{A,1} & g_{A,2} \\ (g_{A,2})^* & -(g_{A,1})^* \end{bmatrix} \quad (14)$$

从式 (14) 可以看出等效 MIMO 信道仍然保持正交性。接收天线子阵 B 用相同的方法可以构建 $\mathbf{w}_{r,B}$ 和 \mathbf{G}_B , 于是整个系统的虚拟 MIMO 信道为:

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_A \\ \mathbf{G}_B \end{bmatrix} \quad (15)$$

本文所提 E-BASM 算法, 经过波束形成后接收机接收到的信号使用最大似然译码算法的过程如下。

1) 构建接收信号矢量为:

$$\mathbf{u} = [(\mathbf{w}_{r,A})^H \mathbf{r}_A(nT), (\mathbf{w}_{r,A})^H \mathbf{r}_A^*((n+1)T), (\mathbf{w}_{r,B})^H \mathbf{r}_B(nT), (\mathbf{w}_{r,B})^H \mathbf{r}_B^*((n+1)T)]^T$$

2) 对虚拟信道矩阵求广义逆:

$$\bar{\mathbf{H}}_{\text{inv}} = (\bar{\mathbf{H}})^{-1}$$

3) 获取逆矩阵的第一行, $\mathbf{a}_1 = \bar{\mathbf{H}}_{\text{inv}}(1, :)$

获取逆矩阵的第二行, $\mathbf{a}_2 = \bar{\mathbf{H}}_{\text{inv}}(2, :)$

4) 发送符号的统计判决结果:

$$\hat{s}_1 = \mathbf{a}_1 \mathbf{u}, \hat{s}_2 = \mathbf{a}_2 \mathbf{u}$$

5) 两个信号的最大似然译码准则为:

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= \arg \min_{\hat{s}_1 \in \mathcal{S}} (\text{sum}((\mathbf{H}_1 \mathbf{w}_{t,1})^2) + \\ &\text{sum}((\mathbf{H}_2 \mathbf{w}_{t,2})^2) - 1) \left| \hat{s}_1 \right| + d^2(\hat{s}_1, \hat{s}_1) \\ \hat{s}_2 &= \arg \min_{\hat{s}_2 \in \mathcal{S}} (\text{sum}((\mathbf{H}_1 \mathbf{w}_{t,1})^2) + \\ &\text{sum}((\mathbf{H}_2 \mathbf{w}_{t,2})^2) - 1) \left| \hat{s}_2 \right| + d^2(\hat{s}_2, \hat{s}_2) \end{aligned}$$

2.3 性能优化讨论

协方差矩阵的特征值并不相同。特征值越大, 说明矩阵在对应的特征向量上的方差越大、功率越大、信息量越多。当传播环境具备丰富的散射体, 多条传播路径比较集中时, 可以利用正交的特征波束表征每一条路径。通过特征值大小的分布可以等效 N_t 条等效信道的功率, 因此可以选择 4 组较大特征值对应的特征波束作为信号主要传播路径进行信号传输, 尽可能优化功率效率。

当发射天线数 $N_t = 4$ 时, 若采用 2×2 的正交空时分组码 (OSTBC), $\binom{4}{2} = 6$ 种波束组合中只能选用其中的 4 种, 即空间调制 2 个比特; 若采用 3×3 的 OSTBC, $\binom{4}{3} = 4$ 种波束组合, 也只能空间调制 2 个比特。当发射天线数增加为 $N_t = 6$ 时, 显然有 $\binom{6}{3} > \binom{6}{2}$, 即 3×3 有更大的选择自由

度。 3×3 的 OSTBC 有 20 种波束组合, 可空间调制 4 比特, 2×2 的 OSTBC 有 15 种波束组合, 只能空间调制 3 比特。因此, 当 K 趋近于 $N_t/2$ 时, 可获得更多的波束组合数目, 带宽效率更高, 即复用增益更大, 同时频率效率也更高, 如表 1 所示。

表 1 不同参数对最大空间调制比特的影响

N_t	K	2	3	4	5	6
6	波束组合	15	20	15	/	/
	调制比特	3	4	3	/	/
8	波束组合	28	56	70	56	28
	调制比特	4	5	6	5	4

当 N_t 表示发射天线数, K 表示激活波束, M_s 表示空间调制阶数, 本文多提算法与其他算法关于频谱效率和计算复杂度的对比如表 2 所示。

表 2 不同方案间的计算复杂度对比

调制方案	频谱效率	计算复杂度
SM	$\eta_{\text{SM}} = \log_2(N_t M_s) = 4$	$6 \times 2^{\eta_{\text{SM}}} = 96$
QSM	$\eta_{\text{QSM}} = 2 \log_2 N_t + \log_2 M_s = 6$	$6 \times 2^{\eta_{\text{QSM}}} = 384$
G-BACM	$\eta_{\text{G-BACM}} = N_t (\log_2 M_s + 2) / 2 = 8$	$10 \times 2^{\eta_{\text{G-BACM}}} = 2\ 560$
E-BASM	$\eta_{\text{E-BASM}} = 2 \left[\log_2 \left(\frac{N_t}{K} \right) + K \log_2 M_s \right] = 8$	$6 \times 2^{\eta_{\text{E-BASM}}} = 1\ 536$

3 算法仿真与分析

通道模型中所有 MIMO 通道都是准静态的平坦衰落通道, 所有节点都可以获取通道状态信息。通道矩阵中的每个元素是独立同分布的, 配备均匀线性阵列, 具有 M 个发射元素和 N 个接收元素, 它们相隔半波长。通信频率为 6 GHz, 调制方式为 QPSK, 传播路径上信道质量的差异对信道选择和预编码设计有非常重要的影响。

图 2 仿真了平坦衰落信道下不同配置对系统性能的影响。Alamouti 编码的 2 发 1 收系统在不同发射天线信号之间引入时域和空域正交, 获得分集增益, 有效提高无线传输系统的通信质量。当接收天线增加为 2 时, 可以进一步获得合并增益。正交空时分组码若通过波束形成技术进行定向发送, 可以额外获得一定的阵列增益, 从图 2 中可以看出曲线具有更大的斜率。BACM 本质上就是将 Alamouti 码经过传统波束形成发射, 只是在发送端增加了空间符号调制, 在接收端使用 2 根天线估计来波方

向，因此传输可靠性改善不显著。利用波束形成和分集技术的空间角度调制方案，可以通过对信号传播空间的特征波束构造，利用等效传输信道的正交性提高无线信道传输的可靠性和有效性。

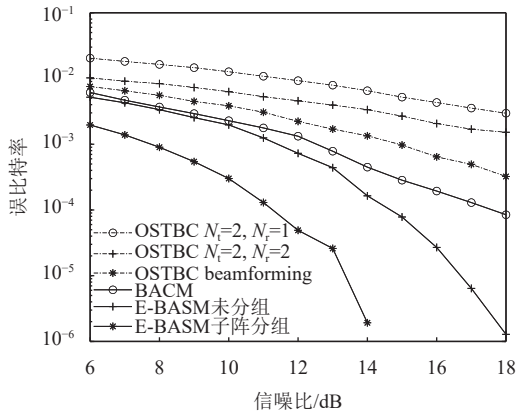


图 2 不同方案性能对比

多径传播是移动无线信道中信号产生快衰落的主要原因，本文采用离散多径模型刻画多径衰落，图 3 模拟了 3 种不同质量的多径传输信道，以模拟复杂通信环境。如果每个节点具有更大的波束角度分布差异，则节点间的相关性水平将降低，说明节点之间可分离信道有助于降低信道估计之间的相关性。由于所提算法带来波束赋形增益和分集增益，从图 4 可以看出，在多径衰落信道下，E-BASM 性能仍优于其他方案，算法具有较好的性能鲁棒性。

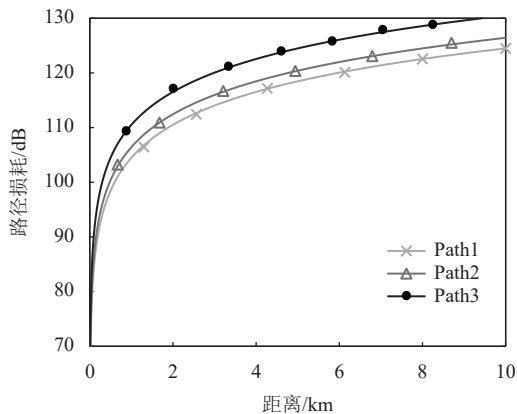


图 3 多径衰落信道构成

设计多子阵接收天线可以引入接收分集和波束形成增益，对信号的多径传播时路径分布具有鲁棒性。在 MIMO 条件下，由于接收阵列相位变化不显著而导致信道响应矩阵中不同信道之间存在相关性，本文进一步分析所提算法对系统译码性能的影响。

相关信道可以表示为：

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2} \quad (16)$$

式中， \mathbf{R}_r 和 \mathbf{R}_t 是接收天线和发送天线的协方差矩阵， \mathbf{H}_w 是独立同分布零均值，单位方差的对称高斯矩阵。

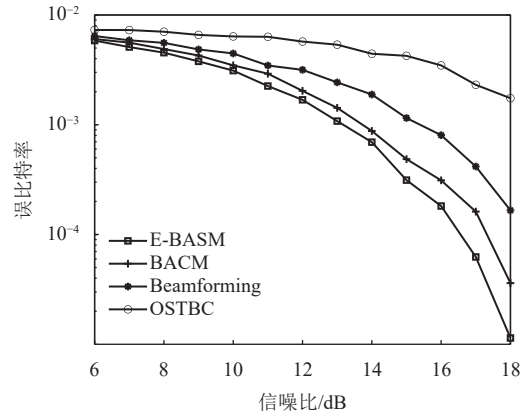


图 4 信道相关性对性能的影响

上行信道中，接收机一般架设得比较高，周围只有有限个散射体，接收路径容易产生相关性。接收天线的信道协方差矩阵可以表示为：

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 1 & r & \dots & r^{2N_r-1} \\ r^* & 1 & \dots & r^{2N_r-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (r^{2N_r-1})^* & (r^{2N_r-2})^* & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中， r 为相关因子，取值为 0 时表示信道独立。移动台通常位于地面，被丰富的散射体所包围，一般认为是独立信道。

从图 5 的仿真结果可以看出天线子阵分组对不理想信道具有鲁棒性。由于采用特征波束形成构建等效独立传输信道，本文所提 E-BASM 方案性能明显好于传统的 BACM 方案，在 SNR=14 dB 时，性能提升 20 dB。当信道具有较强的相关性时，本文方法具有更好的性能鲁棒性。通过充分挖掘空间信息特征，将空间信道结构信息和分集增益相结合，当信道独立性较好时，系统利用接收分集增益；当相关因子变大时，系统利用了特征波束形成等效信道的不相关性。图 6 仿真结果进一步表明，单一天线子阵的传输可靠性与波达角密切相关，多条信号传播路径的波达角度不同导致各路径译码性能不同，由于未能充分利用接收分集和波束形成增益，而使性能下降严重。

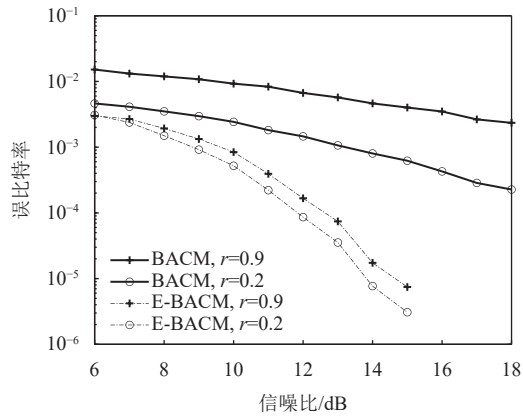


图5 信道相关性对性能的影响

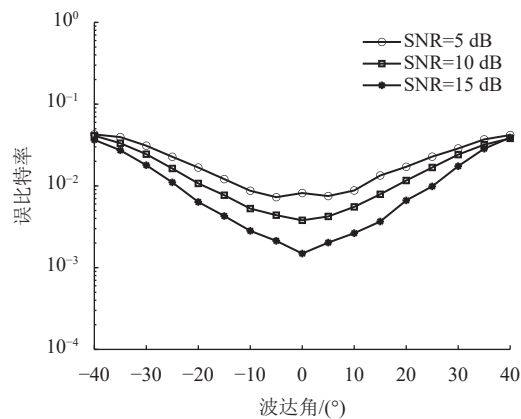


图6 波达角对不同传播路径译码性能的影响

4 结束语

本文提出一种多波束空时分组发送方案。利用特征波束形成中两个或多个波束的同时传输正交空时分组码, 为QAM/PSK符号引入分集增益, 并通过波束角索引提供空间调制来提高空间符号传输的有效性。当信道条件不够理想时, 通过接收端天线多子阵划分, 可以从波束形成获得阵列增益。实验结果表明, 与其他方案相比, 本文提出的特征波束角度空间调制方案, 由于可获得的波束组合数目更多, 所以能量效率和频谱效率有改善。

参考文献

- [1] LU L, LI G Y, SWINDLEHURST A L, et al. An overview of massive MIMO: Benefits and challenges[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2014, 8(5): 742-758.
- [2] WONG V W, SCHÖBER R, NG D W K, et al. Key technologies for 5G wireless systems[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2017: 43-44.
- [3] MESLEH R Y, HAAS H, SINANOVIĆ S, et al. Spatial

- modulation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [4] YANG P, XIAO Y, GUAN Y L, et al. Single-carrier SM-MIMO: A promising design for broadband large-scale antenna systems[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2016, 18(3): 1687-1716.
- [5] WEN M, ZHENG B, KIM K, et al. A survey on spatial modulation in emerging wireless systems: Research progresses and applications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2019, 37(9): 1949-1972.
- [6] LUO J S, WANG S L, WANG F G, et al. Generalized precoding aided spatial modulation via receive antenna transition[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(3): 733-736.
- [7] SI Q T Y, JIN M L. A grouped pre-coding aided spatial modulation for MIMO systems[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 44643-44651.
- [8] 陈发堂, 杨康, 付永莉, 等. 预编码辅助广义正交空间调制的低复杂度检测[J]. *系统仿真学报*, 2019, 31(10): 2078-2084.
- CHEN F T, YANG K, FU Y L, et al. Low-complexity signal detection algorithm based on PGQSM[J]. *Journal of System Simulation*, 2019, 31(10): 2078-2084
- [9] LUO J, WANG S, WANG F. Joint transmitter-receiver spatial modulation design via minimum euclidean distance maximization[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2019, 37(9): 1986-2000.
- [10] ALTHUNIBAT S, MESLEH R. Enhancing spatial modulation system performance through signal space diversity[J]. *IEEE Communications Letters*, 2018, 22(6): 1136-1139.
- [11] LIU C, YANG L, WANG W, et al. Joint transmitter-receiver spatial modulation[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 6411-6423.
- [12] GOKHAN A, UMIT A, ERTUGRUL B, et al. Multiple input multiple output cooperative spatial modulation systems[J]. *IET Communications*, 2017, 11(15): 2289-2296.
- [13] JEGANATHAN J, GHAYEB A, SZCZECINSKI L, et al. Space shift keying modulation for MIMO channels[J]. *IEEE Transaction Wireless Communication*, 2009, 8(7): 3692-3703.
- [14] AN J, XU C, LIU Y, et al. Low-Complexity improved-throughput generalized spatial modulation: Bit-to-Symbol mapping, detection and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 11: 1-6.
- [15] JIANG XQ, HAI H, HOU J, et al. Euclidean geometries based space-time block coded spatial modulation[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2019, 99: 1-8.
- [16] LI J, DANG S, YAN Y, et al. Generalized quadrature spatial modulation and its application to vehicular networks with NOMA[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2021, 22(7): 4030-4039.
- [17] RENZO M D. Spatial modulation based on reconfigurable antennas—A new air interface for the IoT [C]// *IEEE Military Communications Conference 2015*. Baltimore: IEEE Press, 2017:495-500.
- [18] HOSEYNI J, ILOW J. Beam angle channel modulation [C]// *IEEE 86th Vehicular Technology Conference*. Toronto: IEEE Press, 2017: 1-6.